

자기베어링으로 지지되는 수직형 강성 로터의 가상적 영 전류 제어 방식에 관한 연구

論 文
52D-7-3

A Study of Vertical Type Rigid Rotor Supported in Magnetic Bearings using Virtually Zero Power Control

李 浚 豪* · 李 基 西**
(Jun-Ho Lee, Key-Seo Lee)

Abstract - In this paper we deal with the virtually zero power control for the rigid rotor with radial suspension by the permanent magnetic bearing and axial suspension by electromagnetic bearing. The purpose of the virtually zero power control is to reduce the power consumption of the electromagnetic bearings. The axial active force is expressed by the normal second order equation which has only one degree-of-freedom. The virtually zero power control structure has two schemes. One is the coil control current integrator which is used to make the convergence of the control current to a range which is very close to zero. By using the current integrator the DC component which is included in the control current is eliminated, thus the control current converges to a range which is close to zero. The other is normal PD control loop which is used to make the rotor reach to stable equilibrium point and to maintain air gap so that the axial force produced by radial permanent magnet always balances the total weight of the rotor and its load. First we show a simple mathematical plant model and the virtually zero power (VZP) control blocks. Second, we investigate the theoretical feasibility and the stability of the proposed virtually zero power control levitation system with PD feedback loop by using linear control theory. Finally we show the effectiveness of the proposed control method to reduce the power consumption by simulations.

Key Words : Virtually zero power, Magnetic bearings, Levitation, Permanent magnet, Electromagnet, Coil current

1. 서 론

가상적 영 전류 제어방식 (Virtually Zero Power: VZP)은 Arthur Lyman [1]의 특허 보고서에 의해서 최초로 소개되었다. 이 보고서에서 Lyman은 부상 유동체 (Suspended movable body)를 지지하기 위해서 전자석과 영구자석을 부상물체 주위에 적절히 배치함으로써 전자석에서 소비되는 전력 소비량을 영에 가까운 범위 안에 수렴시킬 수 있다는 개념을 소개하였다. 이 경우에 전자석과 영구자석은 각각 독립된 시스템으로서 작용하며, 영구자석은 부상 물체에 일정하게 가해지는 정적 부하(Static load)를 억제하는 역할을 하며, 전자석은 외부 외란을 억제하고 부상물체의 위치를 제어하는 역할을 한다. 가상적 영 전류 제어방식의 기본 개념[2]-[4]은 전자석과 영구자석의 적절한 결합에 의해서 전자석에서 소비되는 코일의 전력소비량을 최대한 줄이고자 하는 것이다. 전자석과 영구자석의 적절한 조합은 대상 시스템의 특성에 따라서 달라질 수 있다. 본 논문에서는 에너지 저장용 flywheel 시스템을 대상 시스템으로 한다.

가상적 영 전류 제어 방식에서 전자석과 영구자석의 역할은 다음과 같다. 전자석은 rotor를 초기상태에서 부상시키기 위해서 어떤 임의의 선택된 제어 방식을 이용하여 전자석을 부상시킨다. 가장 많이 이용되는 제어방식은 간단한 비례미분 제어방식이다[2]. 일단 자기 베어링(electromagnetic bearing)에 의해서 rotor가 성공적으로 부상되면 전자석 코일(coil)의 제어 전류는 VZP 제어 루프에 의해서 평장히 영에 가까운 범위 안으로 수렴하게 된다 [3][4]. 이때 rotor의 위치는 영구자석에 의해서 발생하는 힘[5]-[7]에 의해서 등가 위치 (equilibrium point)에 지지되게 된다.

가상적 영 전류 제어 루프는 코일의 제어 전류에 적분기를 채용해서 feedback 하는 것으로서 간단하게 구현 될 수 있다. 코일 전류 적분기는 코일의 제어전류에 포함되어 있는 직류 성분 (DC component)을 제거하는 역할을 한다. 따라서 rotor의 부상 후 코일의 제어 전류는 직류 성분이 제거된 낮은 amplitude의 고주파 성분만을 갖기 때문에 코일의 전력 소비량은 영에 가까운 미소한 양으로 줄어들게 된다.

가상적 영 전류 제어 방식은 에너지 저장용 flywheel 시스템을 포함해서 인공 심장 등 전자석을 구동기 (actuator)로 채용하는 시스템에서 전력소비량이 시스템의 설계에 중요한 인자로 작용하는 모든 시스템에 적용 될 수 있다. 영 전류 제어 방식의 연구는 최근 10년 사이에 많은 저자들에게 의해서 활발히 진행되고 있다 [2]-[4]. 이들은 영 전류 제어 방식의 기본 원리를 간단한 1 자유도 double acting 시스템을 이용해서 통합된 전달함수 개념을 통한 간단한 제어 루프의 설계

* 正 會 員 : Virginia 주립대학 기계공학과 ROMAC Senior Scientist

** 正 會 員 : 광운대학교 제어측정공학과 정교수
接受日字 : 2002年 9月 2日
最終完了 : 2003年 5月 12日

및 해석 기법을 개발했으며 [2] [3], 또한 영 전류 제어 방식의 응용을 위해서 자기 부상 열차에 적용한 제어 알고리즘을 개발했다 [4].

본 논문에서는 5 자유도를 갖는 flywheel 에너지 저장용 수직형 강성 rotor를 제어 대상으로 한다. 5 자유도를 갖는 rotor의 제어를 위해서는 기본적으로 두 쌍의 반경방향 제어용 자기 베어링과 축 방향 제어를 위한 한 쌍의 전자석을 필요로 한다. 이러한 시스템에 영 전류 제어 방식을 채용할 경우에는 두 쌍의 반경 방향 제어용 자기 베어링을 영구자석으로 대체하는 것이 가능하며 rotor의 안정 부상과 부상 후 rotor의 평형상태 유지를 위해서 필요로 하는 전력소비를 현저히 줄이는 것이 가능하게 된다. Flywheel 에너지 저장용 수직형 강성 rotor에 영 전류 제어방식을 성공적으로 적용하기 위해서는 반경방향의 부상과 지지를 책임지는 영구자석의 힘 (force)과 강성 (stiffness)을 적절히 해석, 적용해야 하며 또한 rotor의 부상과 위치제어를 책임지고 있는 축 방향 전자석의 제어 loop에 대한 안정성을 보장하는 것이 필요하게 된다. 본 논문에서는 flywheel 에너지 저장용 수직형 강성 rotor에 영 전류제어 방식을 적용하기 위해서 영구자석의 힘 (force)과 강성 (stiffness)의 해석에 대한 기법을 보이고 영구자석과 전자석이 포함되어 있는 전체 시스템의 운동 방정식에 기초해서 설계된 제어루프의 안정성의 보장을 선형제어 이론을 통해서 입증한다.

2. 수학적 모델

그림1 은 전자석과 영구자석으로 지지되는 수직형 강성 rotor의 기본 구조를 나타낸다. 그림에서 보듯이 부상된 rotor는 5자유도를 갖는다.

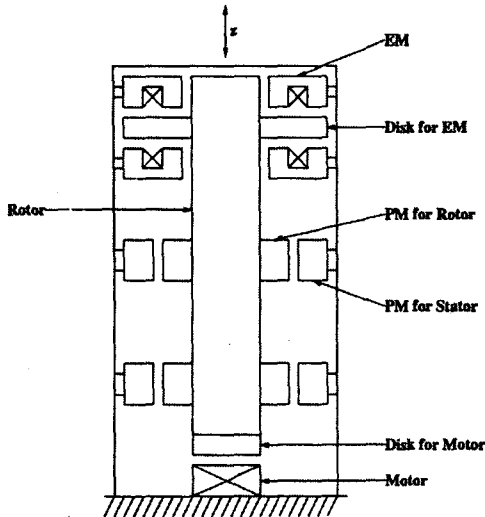


그림 1 강성 로터의 기본 구조
Fig. 1 Simple configuration of the rotor

이들 중 반경방향에서 발생하는 rotor의 translational 운동과 rotational 운동은 영구자석에 의해서 지지되므로 active 제어는 불가능하게 된다. 따라서 rotor의 운동을 active 하게

제어 할 수 있는 것은 축 방향을 지지하고 있는 전자석에 의해서만 가능하게 된다.

2.1 수직 축 방향에 대한 전자석의 힘

수직 방향에 대한 운동방정식은 1 자유도를 갖는 상호 작용 시스템 (double acting system)으로부터 수식화 할 수 있다.

$$m\ddot{z} + c_z\dot{z} = F_z - mg + f_{dis} \quad (1)$$

여기서 c_z 는 rotor에 작용하는 감쇠요인(damping factor)를 나타내고 f_{dis} 는 외란력, m 은 rotor의 질량을 나타낸다. F_z 는 아래의 식으로 잘 알려진 전자석의 비선형 방정식을 나타낸다 [9].

$$F_z = \frac{\mu_0 N^2 (I \mp i)^2 A_g}{4(g_0 \pm g)^2} \quad (2)$$

(2) 식에서 μ_0 는 자유 공간의 투자율 (permeability), N 은 코일의 권선 수, I 는 bias 전류, i 는 제어 전류, g_0 는 정상 상태 gap, g 는 미소 gap 변화 분을 각각 나타낸다. (2) 식을 $i=0, g=0$ 인 정상 상태에 대해서 선형화 하면 다음의 선형화된 전자석의 힘에 대한 방정식을 얻는다.

$$F_z = F_1 - F_2 = k_{ai}i + 2k_z z \quad (3)$$

(3) 식에서 k_{ai} 는 전자석 코일의 전류 gain ($k_{ai} = \frac{\mu_0 N^2 A_g I}{2g_0^2}$), k_z 는 수직 축 방향의 변위 강성 (gap stiffness) ($k_z = \frac{\mu_0 N^2 A_g I^2}{2g_0^3}$)을 나타낸다. 또한 $i = i_1 - i_2$ 의 관계를 가지고 있으며 (i_1 : 윗쪽 전자석의 순간 코일 전류, i_2 : 아랫쪽 전자석의 순간 코일 전류), F_1 은 윗쪽 전자석의 힘, F_2 는 아랫쪽 전자석의 힘, A_g 는 전자석 pole의 단면적을 나타낸다. (3) 식을 (1) 식에 대입하고 잘 알려진 전자석 변위 강성의 (-) 부호를 고려하면 다음의 수직 축 방향에 대한 선형화 방정식을 얻는다.

$$m\ddot{z} + c_z\dot{z} = k_{ai}i + 2k_z z - mg + f_{dis} \quad (4)$$

2.2 수직 축 방향에 대한 영구자석의 힘

영구자석의 특성을 이해하기 위해서는 먼저 영구자석의 힘과 강성과의 관계를 이해할 필요가 있다. 영구자석의 힘과 강성과의 관계를 다루는 논문은 이미 많이 발표되었다 [5]-[7]. 본 논문에서는 영구자석의 힘을 나타내는 식을 유도하기 위해서 자기 포텐셜 (magnetic potential)을 도입한다. 영

구자석의 자계의 세기 (magnetic field intensity)를 표현하는 데는 두 가지 방식이 있다. 하나는 자기 벡터 포텐셜 (magnetic vector potential)을 이용하는 방법이고 다른 하나는 자기 스칼라 포텐셜 (magnetic scalar potential)을 이용하는 방법이다. 본 논문에서는 current sheet [8]에서 3 차원 전류 밀도를 고려하기 때문에 자기 벡터 포텐셜 방식을 이용한다.

2.2.1 Maxwell 방정식

기본 방정식으로 이용되는 Maxwell 방정식에서 정자계 (magneto-static field)는 다음 식으로 나타나는 것처럼 자속 밀도 B 와 자계의 세기 H 로 표시된다.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (6)$$

여기서 J 는 current sheet 상에서 3 차원 전류 밀도를 나타낸다.

2.2.2 자기 벡터 포텐셜

(5) 식과 (6)식을 풀기 위해서 다음의 방정식을 만족하는 자기 벡터 포텐셜을 도입한다.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (7)$$

이 식에서 $\nabla \times \mathbf{A} = 0$ 을 만족한다. (7) 식에서 A를 자기 벡터 포텐셜 이라고 부르며 다음의 식으로 표현된다 [8].

$$\mathbf{A} = \int_{vol} \frac{\mu_0 \mathbf{J}}{4\pi R} dv \quad (8)$$

여기서 μ_0 는 자유공간에서의 자기 투자율, R 은 전류 원 (current source)에서 벡터 포텐셜이 계산되는 점 까지의 거리를 나타낸다.

2.2.3 수직 축 방향의 힘과 강성

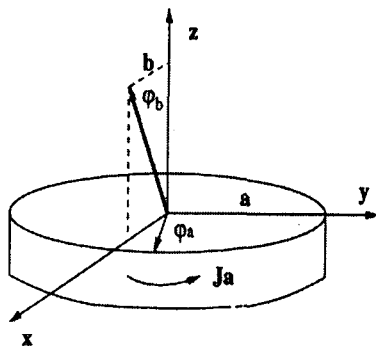


그림 2 전류 쉬트를 이용한 자기 벡터 포텐셜
Fig. 2 Magnetic vector potential for a current sheet

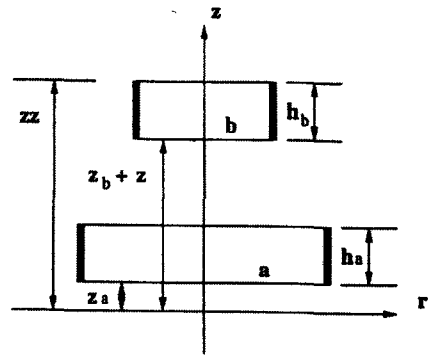


그림 3 축 방향으로 자화 된 두 개의 영구자석 링
Fig. 3 Geometry of two PM ring acting on each other

그림 2는 축 방향으로 자화 되어 있는 두 개의 영구자석 ring을 나타낸다. 이들 그림과 그림을 1을 비교하면 그림 1에서는 자세히 나타나고 있지는 않지만, stator의 영구 자석과 rotor의 영구자석은 그림 2와 3에서 보이는 것처럼 축 방향으로 자화 되어 있으며 네 개에서 여덟 개의 영구 자석을 쌓아 놓은 형태를 갖는 것으로 가정한다. 이런 경우에는 rotor의 반경 방향 displacement와 angular displacement에 따라서 반경 방향으로 작용하는 강성 (stiffness)과 힘이 존재하지만 본 논문에서는 rotor의 active 제어를 위해서 필요한 축 방향의 강성과 힘 만을 다룬다. 그림 1에서는 영구 자석이 축 방향을 기준으로 대칭이며 일정한 두께를 갖고 있기 때문에 반경 방향의 영구 자석의 표면 (ring sheet)에는 전류 밀도가 존재한다.

그림 2에서 보는 것처럼 반지름 a를 갖는 어떤 환 sheet (ring sheet)에 전류밀도 J_a 가 존재할 때 이 전류밀도에 기인한 공간 b의 어느 한 점에서의 축 대칭 미소 자기 벡터 포텐셜은

$$dA_{\phi}(b, z) = \frac{\mu_0 J_a dz}{4\pi} aI(z) \quad (9)$$

로 표현되며

$$I(z) = \int_0^{2\pi} \frac{\cos \phi_a}{[a^2 + b^2 - 2 \cos \phi_a + z^2]^{1/2}} d\phi_a \quad (10)$$

을 나타낸다. (9) 식에서 $J_a dz$ 는 a를 변하지 않는 일정한 아주 작은 값으로 가정했을 때 어떤 길이 dz와 어떤 반지름 a로 표시되는 위치에 존재하는 어떤 ring sheet의 전류를 나타낸다. 따라서 그림 2는 ring current sheet를 도입함으로써 그림 3에 보이는 것처럼 단순화 될 수 있다. 그림 3으로부터 전체 자기 벡터 포텐셜을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$dA_{\phi}^{h_a}(b, z) = \frac{\mu_0 J_a}{4\pi} \int_{z-z_a}^{z-z_a-h_a} [aI(z')] dz' \quad (11)$$

여기서 \tilde{z} 는 그림 3. 에 보이는 것처럼 ring b의 수직 축 좌표를 나타내고, 피 적분 항 $I(z')$ 는

$$I(z') = \int_0^{2\pi} \frac{\cos \phi_a}{[a^2 + b^2 - 2ab \cos \phi_a + (z')^2]^{1/2}} d\phi_a \quad (12)$$

로 표현된다. (12) 식에서 ring b의 공칭 위치(nominal position) \tilde{z} 는 0 이다. (12) 식을 (11)식에 대입하면 다음의 식을 얻는다.

$$dA_\phi^{h_a}(b, \tilde{z}) = \frac{\mu_0 J_a a}{4\pi} \int_{\tilde{z} - z_a}^{\tilde{z} - z_a - h_a} K dz' d\phi_a \quad (13)$$

$$(K = \int_0^{2\pi} \cos \phi_a [a^2 + b^2 - 2ab \cos \phi_a + (z')^2]^{1/2})$$

(13) 식에서 보이는 2중 적분은 기본 방정식 (8)에서 보인 3중 체적 적분과 일치하지 않는 것 같지만, 이것은 앞에서 언급한 것처럼 반지름 a 를 고정된 작은 값으로 고려하기 때문이다. 따라서 반지름 a 에 대한 적분은 불필요하게 된다. 자기 벡터 포텐셜을 이용해서 수직 축에 작용하는 힘을 계산하기 위해서 다음의 식으로 주어지는 정 자계 (static magnetic field)의 상호 에너지 (mutual energy)를 도입한다.

$$W_m = \int \mathbf{A}_a \cdot \mathbf{J}_a dv \quad (14)$$

(13) 식을 (14)식에 대입함으로써 다음과 같이 상호에너지는 쉽게 계산된다.

$$W_{ab}^{h_a h_b}(b, z) = \int_{z_1+z}^{z-b+z+h_b} [2\pi J_a b A_\phi^{h_a}(b, \tilde{z})] d\tilde{z}$$

$$= \frac{\mu_0 J_a J_b}{2} \int_{z_1+z}^{z-b+z+h_b} b \left[\int_{\tilde{z} - z_a}^{\tilde{z} - (z_a+h_a)} a I(z') dz' \right] d\tilde{z} \quad (15)$$

따라서 두 개의 current sheet 사이에 작용하는 수직 축 방향의 힘은

$$F_{z(z)} = -\frac{\partial W_{ab}^{h_a h_b}}{\partial z}(z)$$

$$= -\frac{\mu_0 J_a J_b}{2} [f(z_b + (z + h_b)) - f(z_b + z)] \quad (16)$$

로 표현될 수 있으며 함수 f 는 다음의 식으로 주어진다.

$$f(z) = b \int_{\tilde{z} - z_a}^{\tilde{z} - (z_a+h_a)} a I(z') dz' \quad (17)$$

식 (17) 은 수직 축 z 의 어떤 위치에 존재하는 영구자석 베어링 (Permanent magnet bearing)에 의해서 발생하는 힘을 계산하는데 이용되며 다음의 식으로 변형 될 수 있다.

$$F_{pmz}(s_a, a, z_a, h_a, s_b, b, z_b, h_b, z) = -\frac{\mu_0 J_a J_b}{2} s_a s_b [f(a, z_a, h_a, b, z_b + (z + h_b)) - f(a, z_a, h_a, b, z_b + z)] \quad (18)$$

(18) 식의 해 (solution)는 MATHEMATICA 를 이용하면 쉽게 구할 수 있다. 또한 $s_a = \pm 1$ 과 $s_b = \pm 1$ 은 전류의 방향 (영구자석의 극성: permanent magnet polarization)을 나타낸다.

수직 축의 강성 (stiffness)은 힘 방정식 인 (16) 식으로부터 다음과 같이 계산된다. 수직 축의 강성 k_{pm} 은

$$k_{pm} = -\frac{\partial F_z}{\partial z}$$

$$= \frac{\mu_0 J_a J_b}{2} \left[\frac{\partial f(z_b + (z + h_b))}{\partial z} - \frac{\partial f(z_b + z)}{\partial z} \right]$$

$$= \frac{\mu_0 J_a J_b}{2} [k(z_b + z + h_b - z_a - h_a) - k(z_b + z + h_b - z_a) - k(z_b + z - z_a - h_a) + k(z_b + z - z_a)] \quad (19)$$

로 표현되고 함수 $k(z)$ 는

$$k(z) = ba \int_0^{2\pi} \frac{\cos \phi_a}{[a^2 + b^2 - 2ab \cos \phi_a + (z)^2]^{1/2}} d\phi_a \quad (20)$$

을 나타낸다.

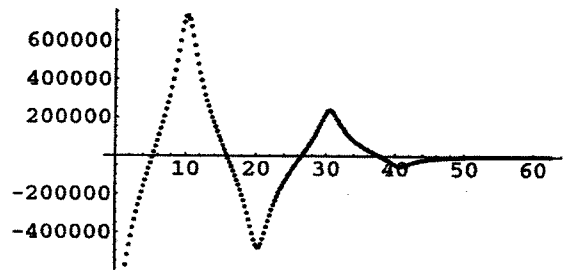


그림 4 4개의 영구자석 적층 시 강성
Fig. 4 Stiffness of the four stacked permanent magnets

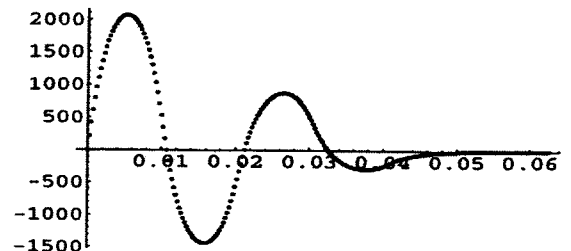


그림 5 4개의 영구자석 적층 시 힘
Fig. 5 Force of the four stacked permanent magnets

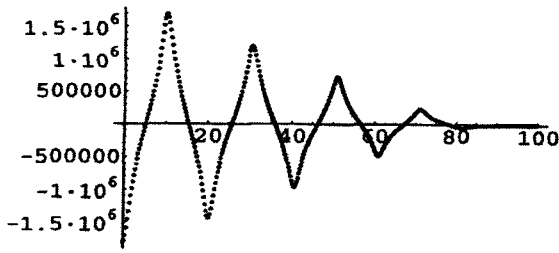


그림 6 8개의 영구자석 적층 시 강성
Fig. 6 Stiffness of the eight stacked permanent magnets

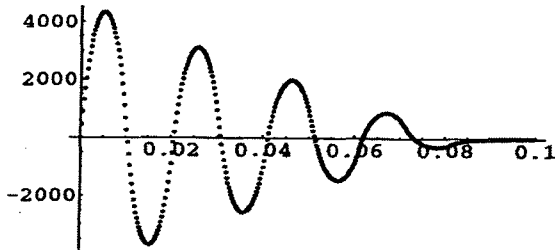


그림 7 8개의 영구자석 적층 시 힘
Fig. 7 Force of the four stacked permanent magnets

수직 축 방향의 강성은 음 (-)의 부호를 갖으며 이것은 수직 축 방향이 본질적으로 불안정한 특성을 갖는다는 것을 의미한다. 만약 몇 개의 영구자석 ring을 수직 축 방향으로 쌓아서 영구자석 베어링을 설계한다면 각 ring이 갖는 특성은 위에서 설명한 current ring sheet의 개념으로 설명이 가능하다. 다만 수직 축 방향으로 작용하는 영구자석 베어링의 힘은 각각의 current ring sheet에 대한 자기 벡터 포텐셜의 해에 중첩의 원리를 적용함으로써 구해질 수 있다.

그림 4 - 7은 영구자석의 수직 축 방향의 힘과 강성을 보여준다. 그림 4와 5에서 힘과 강성이 4개의 peak 점을 갖는데 이것은 영구자석을 수직 축 방향으로 4개를 쌓아서 베어링을 설계하는 경우를 의미한다. 따라서 만약 rotor가 수직 축 방향으로 움직이면 rotor와 stator 사이에서 변화하는 자화 (magnetization) 방향에 기인해서 4개의 peak 점이 발생한다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 영구자석은 공칭 점 (nominal point)에서 수직 축 방향으로 부 강성 (negative stiffness)을 갖는다. 그림 6과 7은 영구자석을 수직 축 방향으로 8개를 쌓아 놓은 경우를 보여준다. 이경우의 응답 특성은 4개를 쌓은 경우와 같다. 단지 다른 것은 전체 힘과 전체 강성이 갖는 값이 4개를 쌓은 경우와 다른 것임을 그림을 통해서 알 수 있다. 두 경우에서 rotor가 수직 축 방향으로 움직일 때 설계된 영구자석은 선형성 (linearity)을 갖는 것을 알 수 있다. 따라서 다음의 선형방정식이 유도되어 질 수 있다.

$$F_{pmz} = k_{pm}z \quad (21)$$

윗 식에서 k_{pm} 은 영구자석의 강성, F_{pmz} 는 영구자석에 의해서 생성되는 수직 축 방향의 힘을 나타낸다.

3) 전체 시스템의 운동 방정식
영구자석에 의해서 생성되는 힘을 고려하면 (4) 식은 다음과 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} m\dot{z} + c_z\dot{z} &= k_{ai}i + 2k_zz + k_{pm}z - mg + f_{dis} \\ m\ddot{z} + c_z\dot{z} &= k_{ai}i + k_{zz}z - mg + f_{dis} \end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)에서 $k_{zz} = 2k_z + k_{pm}$ 을 나타낸다.

3. 비례 미분 제어기와 VZP

본 절에서는 가상적 영 전류 제어를 위한 제어 블록 (control block)을 소개한다. 그림 8은 가상적 영 전류 제어 방식과 비례 미분 제어기를 갖는 전체 시스템의 블록 diagram을 보여준다.

이 그림에서 k_s 는 센서 이득 (gain), k_a 는 증폭기 이득 (amplifier gain)을 나타낸다. 그림의 VZP 블록에서 볼 수 있듯이 VZP의 제어 목적은 제어 전류를 영에 가까운 범위 안에 들어가도록 만드는 것이다. 따라서 다음의 식이 만족하도록 비례 미분 제어기의 각 이득 값과 전류 적분기의 이득 값을 선택할 필요가 있다.

$$i = -(k_p + k_D \frac{s}{sT_d + 1})z + \frac{k_i}{s}i \rightarrow 0 \quad (23)$$

4. 이론적 안정성 해석

성형 제어 이론을 이용해서 가상적 영 전류 제어기법의 안정성을 해석 할 수 있다. 안정성 해석은 제안된 시스템의 가 제어성 (controllability)과 가 관측성 (observability)을 검사하고 비례 미분 계관 루프에 의한 안정도를 해석하는 것으로 행해진다. 안정성 해석 이전에 한가지 언급되어 되어야 하는 것은, 실제 액추에이터는 비 선형성을 갖고 있다고 할지라도 rotor를 부상시키고 안정성을 보장하기 위해서 채용된 제어기가 선형 제어기이므로 선형 제어 이론에 기초한 안정성 해석은 일반성을 상실하지 않는다는 것이다. 앞 절에서 보인 것처럼 액추에이터가 갖고있는 비 선형성은 잘 알려진 Taylor 선형화 방법에 의해서 선형화 될 수 있다. (22) 식으로부터 상태공간 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx \quad (24)$$

(24) 식에서

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{k_{zz}}{m} & -\frac{c_z}{m} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_{ai}}{m} \end{bmatrix} \\ C &= [1 \quad 0], \quad u = i \end{aligned} \quad (25)$$

을 나타낸다.

(24) 식에서 g 제어 행렬의 디터미넌트 (determinant)는

$$\det(B \ BA) = \left(\frac{k_{ai}}{m}\right)^2 \quad (26)$$

이고 g 관측 행렬의 디터미넌트는

$$\det(C \ A'C) = 1 \quad (27)$$

이므로 g 제어 행렬과 g 관측 행렬의 디터미넌트가 영이 아님을 알 수 있다. 다시 말해서 식 (24)로 표현되는 제안된 시스템은 g 제어성과 g 관측성을 갖고 있다고 말할 수 있다.

자기 베어링을 액츄에이터로 사용하는 시스템은 본질적으로 자기 베어링이 갖고 있는 부 강성 (negative stiffness) 특성으로 인하여 불안정한 시스템 특성을 갖고 있다. 따라서 이러한 불안정성을 극복하기 위해서는 임의의 제어기를 이용한 폐환 제어 (feedback control) 기법을 구사하는 것은 필수적이라고 말할 수 있다. 본 논문에서 제안된 시스템의 경우에는 식 (25)의 A 행렬에서 볼 수 있듯이 $\frac{k_{zz}}{m}$ 항이 불안정한 모드로 작용하는 것을 알 수 있다. 이 항은 수직 축 방향으로 작용하는 전자석과 영구자석의 부 강성을 나타내고 있다. 부 강성을 포함하고 있는 이 항으로 인하여 A 행렬의 고유치는 s 영역 (s domain)의 오른쪽 평면에 하나의 극 (pole)을 갖게 된다. 본 논문에서는 이러한 불안정 모드를 제거하기 위해서 간단한 비례 미분 제어기를 채용한다. (23) 식에서 과도상태 (transient state)만을 고려하면 제어 법칙 (control law)은 간단한 비례 미분 제어 방식과 일치하게 된다. 이것이 가능한 이유는 가상적 영 전류 제어는 rotor가 평형 점 (equilibrium position)에 도달하면 작동하기 시작하기 때문이다. (22) 식과 (23)식으로부터 과도상태에 대한 폐 루프 상태 방정식은

$$\dot{x} = A_c x, \quad y = Cx \quad (28)$$

이 된다. (28)식에서

$$A_c = A - BK_u, \quad u = -K_u x, \quad x = \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (29)$$

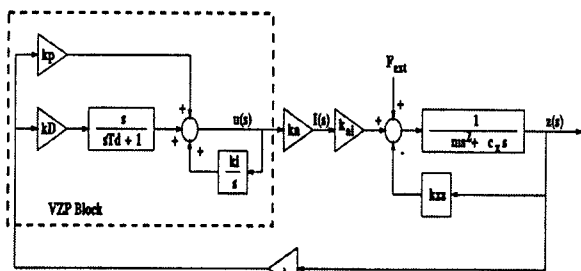


그림 8 VZP의 블록도
Fig. 8 Block diagram of VZP

$$K_u = [k_p \quad k_D], \quad A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{K_{zz}}{m} - k_p \frac{k_{ai}}{m} & -k_D \frac{k_{ai}}{m} \end{bmatrix} \quad (30)$$

을 나타낸다. (30)에서 비례 미분 제어기의 이득 값인 k_p, k_D 를 적절한 값으로 선택하면 폐 루프 시스템의 시스템 행렬인 A_c 의 모든 고유값이 s 영역의 왼쪽 평면에 존재하게 된다. 이렇게 함으로서 시스템에 포함되어 있는 불안정한 모드를 제거 할 수 있다.

5. VZP 와 정적 부하 (Static load)

전자석에 의해서 rotor가 부상되면 영 전류 제어 루프에 의해서 전자석 코일의 전류는 영에 가까운 미소한 값을 갖는다. 이것은 rotor에 작용하는 전자석의 힘이 거의 영에 가까운 값을 갖는다는 것을 의미한다. 이 경우에 중력에 대응해서 rotor를 지지할 수 있는 힘은 영구자석으로부터 얻을 수 있다. 따라서 이러한 요구 조건을 만족하는 식 (31)을 얻는다.

$$k_{ai}z - (2k_z + k_{PM})z = -mg \quad (31)$$

(31) 식에서 전류 i 가 영에 가까운 값에 수렴하면 수직 축 방향의 변위 (rotor의 위치)는 다음의 관계가 만족하는 위치로 이동하게 된다.

$$z = \frac{mg}{k_z + k_{PM}} \quad (32)$$

(32) 식에서 $-mg$ 방향에 대해서 $z > 0$ 의 관계를 갖는다.

6. 모의 실험 결과

표 1은 모의실험을 위한 각 매개변수 값을 나타낸다. 모의 실험은 실제 시스템에 가까운 모의실험을 구현하기 위해서 전자석 비선형 방정식 (2절의 식 (2))을 MATLAB Simulink 모델로 구현해서 수행했다. 이와 같은 모의 실험은 비선형 모의실험 (nonlinear simulation)을 보장한다고 말할 수 있다. 또한 전자석의 제어 전류를 증폭하기 위해서 실제로 많이 사용되고 있는 20[KHz] 증폭기 (amplifier)를 Simulink를 이용해서 설계했다. 제어기의 각 매개변수 값은 다음과 같다.

표 1 시뮬레이션을 위한 파라미터
Table 1 Parameter for simulation

Parameter	Symbol	Value	Unit
Mass of the Rotor	m	39	kg
Number of turns for coil	N	141	turns
Coil resistance	R	1.1	Ω
Nominal gap	g_0	7.92×10^{-4}	m
Sensor gain	k_s	21300	v/m
Permanent magnet axial stiffness	k_{PM}	5324000	N/m
Supply voltage for amplifier	V_{ps}	77	V

$$k_p = 10.2$$

$$k_D = 0.1509$$

$$k_i = 70$$

그림 9 - 14는 모의 실험결과를 보여준다. 그림 9 는 rotor 가 초기 상태 값으로부터 평형 점으로 움직이고있는 것을 보여준다. 앞 절에서 언급했듯이 rotor의 최종 평형 점 위치는 영 전류 제어 루프에 의해서 영의 위치 (zero position) 보다 윗 쪽에 있는 것을 알 수 있다. 전력 소비에서 굉장히 중요한 인자로 작용하는 코일 전류는 그림 10에서 볼 수 있듯이 최초의 peak 값이 큰 것을 알 수 있다. 하지만 이러한 큰 peak 값은 굉장히 빠른 속도로 감소하는 것을 알 수 있으며 결과적으로 액추에이터의 전체 전력 소비에는 큰 영향을 미치지 않게 된다. 그림 10 과 11의 최종 전류 값에서 볼 수 있듯이 약 0.6[A]의 bias 전류를 인가했다. 이것은 제안된 시스템이 상호 작용 (double acting)하는 전자석을 갖고 있기 때문이다. bias 전류는 액추에이터의 전력소비를 계산할 때 서로 상쇄된다. 일반적으로 영 전류 제어 방식을 채용하게 되면 수직 축 방향으로 작용하는 영구자석의 부 강성 (negative stiffness) 에 대항해서 rotor를 부상 시켜야 하기 때문에 굉장히 큰 전자석의 힘을 필요로 하게 된다. 그림 12 와 13을 보면 영구자석의 부 강성에 대응해서 윗 쪽에 위치한 전자석이 충분히 큰 힘을 발생시키고 있는 것을 알 수 있다. 따라서 증폭기의 용량과 전자석 액추에이터는 영구자석의 부 강성을 고려해서 굉장히 주의 깊게 설계 되어져야 한다.

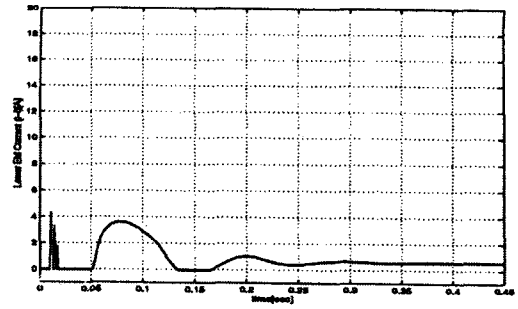


그림 11 코일 전류
Fig. 11 Coil current(Lower EM)

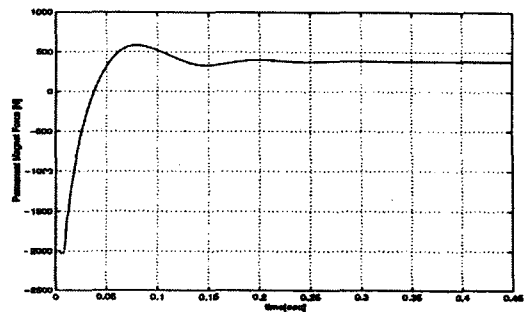


그림 12 영구자석의 힘
Fig. 12 Permanent magnet force

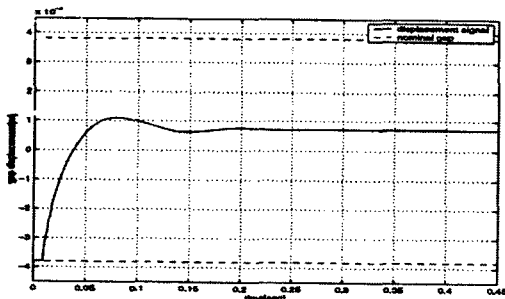


그림 9 rotor가 초기값으로 부터 평형 점으로 이동
Fig. 9 Rotor movements from the initial position

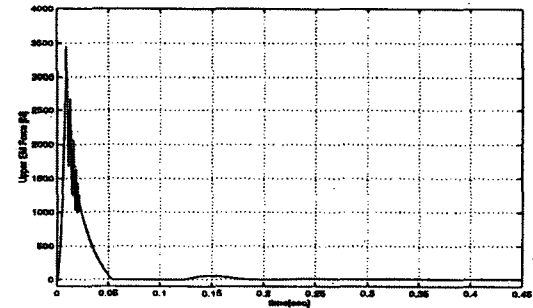


그림 13 전자기력
Fig. 13 Electromagnet Force(Upper EM)

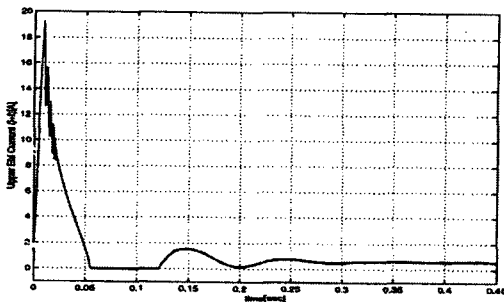


그림 10 코일 전류
Fig. 10 Coil current(Upper EM)

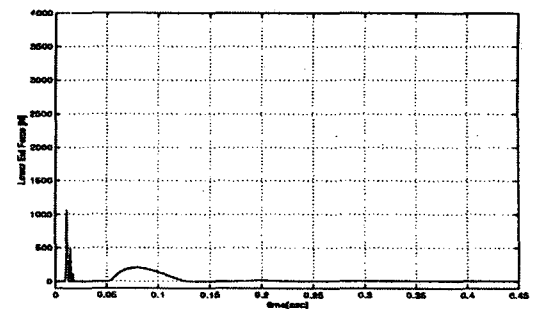


그림 14 전자기력
Fig. 14 Electromagnet Force(Lower EM)

7. 결 론

자기 베어링으로 지지되는 수직형 강성 rotor를 영 전류 제어 방식에 의해서 제어하는 기법을 보였으며 영구자석의 해석 방법과 VZP 제어 블록을 보였다. 시스템의 구현을 이론적 비 선형 모의 실험을 통해서 입증했으며, 이들 모의 실험의 결과들을 통해서 제안된 구조의 시스템이 전력 소비를 거의 영에 가까운 범위에 수렴시키는 것을 보였다.

감사의 글

본 연구는 2003년도 광운대학교 학내학술연구비에 의하여 이루어졌음.

참 고 문 헌

- [1] lyman, J., "Magnetic Suspension Apparatus", U.S. Patent No. 3,473,852, October 21, 1969.
- [2] Takechi Misuno, Yuichiro Takemori, "A Unified Transfer Function Approach to Control Design for Virtually Zero Power Magnetic Suspension", 7th ISMB, August 23-25, 2000.
- [3] Mimpei Morishita, et al, "A new Maglev System for Magnetically Levitated Carrier System", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 28, No. 4, pp. 230-236, 1989.
- [4] Yeon-Kuang Tzeng, et al, "Analysis and design of a Near- Zero Power Levitated Maglev System", Journal of the Chinese Institute of Electrical Engineering, Vol. 4, No. 2, pp. 105-117, 1997.
- [5] Jean- Paul Yonnet, "Permanent Magnet Bearings and Couplings", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-17, No. 1, pp. 1169-1173, 1981.
- [6] J. Delamare, J.P. Yonnet, E. Rulliere, "A Compact Magnetic Suspension with Only One Axis Control", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 20, No. 6, pp. 4746-4748, 1994.
- [7] M. Marinescu, N. Marinescu, "A New Improved Method for Computation of Radial Stiffness of Permanent Magnet Bearings", IEEE Trans. on Magnetics, 1994.
- [8] John D. Jackson. "Classical Electrodynamics", Wiley, 1998.
- [9] Jun-Ho Lee, et al, "Displacement-Sensorless Control of Magnetic Bearing System Using Current and Magnetic Flux Feedback (in Korean)", The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, Vol. 49D, No. 7, pp 339-345, July, 2000.

저 자 소 개



이 준 호(李 浚 豪)

1964년 7월3일생. 1987년 광운대학교 공대 전기공학과 졸업. 1989년 광운대학교 전기공학과 대학원 졸업(석사). 광운대학교 전기공학과 대학원 박사수료. 1998년 일본 나가자와 국립대학교 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(공학박사) 1998년-현재 Univ.

of Virginia 주립대 기계공학과 ROMAC. Postdoc. Fellow
E-mail:jl72@virginia.edu



이 기 서(李 基 西)

1951년 1월18일생. 1977년 연세대학교 공대 전기공학과 졸업. 1979년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1988-1989년 Yale Univ. 교환교수. 1981년-현재 광운대학교 정보제어공학과

정교수
Tel:02-940-5154, Fax:02-911-3930
E-mail:keyslee@daisy.kwangwoon.ac.kr